


TNO-Defensieonderzoek
AD-A263 414



TD 02-2400

TDCK RAPPORTCENTRALE

Frederikkazerne, gebouw 140
v/d Burchlaan 31 MPC 16A
TEL. : 070-3166394/6395
FAX. : (31) 070-3166202
Postbus 90701
2509 LS Den Haag 

Reproduced From
Best Available Copy

TD

TNO-Defensieonderzoek

Langt
Positb
2280

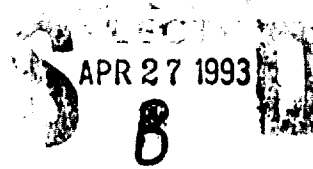
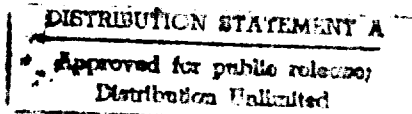
TD

Fax 015 - 84 39 91
Telefoon 015 - 84 28 42

TNO-rapport
PML 1992-73

Karakterisering van de pulstransformator

december 1992
Exemplaar no: 1/2



Auteur(s):

W.H.P. Mosterdijk

DO-opdrachtnummer:
A87/K/045

Rubriceringen

Rapport:

ONGERUBRICEERD

Titel:

ONGERUBRICEERD

Samenvatting:

ONGERUBRICEERD

Oplage:

26

Aantal pagina's:

(incl. bijlagen, excl. distr. kop en ROP)

29

Aantal bijlagen:

Alle rechten voorbehouden
Niets uit deze uitgave mag worden
vermenigvuldigd en/of openbaar gemaakt
door middel van druk, fotokopie, microfilm
of op welke andere wijze dan ook, zonder
voorafgaande toestemming van TNO.

Indien dit rapport in opdracht werd
uitgebracht, wordt voor de rechten en
verplichtingen van opdrachtgever en
opdrachtnemer verwezen naar de
'Algemene Voorwaarden voor Onderzoeks-
opdrachten aan TNO', dan wel de
betreffende terzake tussen partijen
gesloten overeenkomst.
Het ter inzage geven van het TNO-rapport
aan direct belanghebbenden is toegestaan

TNO

TDCK RAPPORTENCENTRALE

Frederikkazerne, gebouw 140
v/d Burchlaan 31 MPC 16A
TEL. : 070-3166394/6395
FAX. : (31) 070-3166202
Postbus 90701
2509 LS Den Haag

93-08835

3208

93 4 26 134



De afbeelding op deze pagina is afkomstig
van het publiek domein van het openbaar onderzoek
Het publiek domein van het openbaar onderzoek
van het publiek domein van het openbaar onderzoek
van het publiek domein van het openbaar onderzoek
van het publiek domein van het openbaar onderzoek

Samenvatting

Dit rapport behandelt de karakterisering van de pulstransformator bij PML-TNO Pulsfysica te Delft. Deze pulstransformator vormt de laatste trap van een energiecompressiesysteem, de Kapitza opstelling, en kan de stroom maximaal 24 keer versterken. De pulstransformator is opgebouwd uit een primaire éénlaags wikkeling van 24 windingen die omvat wordt door een aluminium secundaire wikkeling bestaande uit één binnen- en één buitenwinding, die parallel geschakeld zijn.

Karakterisering van de pulstransformator houdt in: het bepalen van de elektrische grootheden, zoals de ohmse weerstand en de inductanties van de primaire en secundaire wikkelingen. Er is gebruik gemaakt van een stroombron die sinusvormige stromen met een instelbare frequentie kan leveren. Uit de metingen blijkt dat bij een toenemende frequentie de hoofdinductanties afnemen en de weerstanden toenemen. Dit is een gevolg van opgewekte vereffeningsstromen, stroomverdringing en parasitaire geïnduceerde stromen in het aluminium van de secundaire wikkeling.

Uit de metingen is voor de koppelfactor een waarde van 0,94 berekend bij 200 Hz, hetgeen iets lager is dan de ontwerpspecificatie van 0,98.

Summary

This report treats the characterization of the pulse transformer at TNO PML-Pulse Physics, Delft. The pulse transformer constitutes the final step of an energy compression system, called the Kapitza facility, and is able to amplify the current up to 24 times. The pulse transformer consists of a primary single layer winding of 24 turns which is enclosed by an aluminium secondary winding, consisting of one inner- and one outer turn which are coupled in parallel.

Characterization means: determination of the electrical quantities, such as the ohmic resistance and the inductance of the primary and secondary windings. A current source able to deliver sine-wave currents with adjustable frequencies was used. From the measurements it appears that the main inductances decrease and the ohmic resistances increase with increasing frequency. This is caused by differential currents, skin- and proximity effect and parasitic induced currents in the aluminum secondary winding.

From the measurements a coupling factor of 0.94 was calculated for a frequency of 200 Hz, which is slightly lower than the design specification of 0.98.

INHOUDSOPGAVE

	SAMENVATTING/SUMMARY	2
	INHOUDSOPGAVE	3
1	INLEIDING	4
2	DE BOUW VAN DE PULSTRANSFORMATOR	5
3	DE ELEKTRISCHE EIGENSCHAPPEN VAN DE PULSTRANSFORMATOR	7
3.1	De energieoverdracht	8
4	DE GEBRUKTE MEETMIDDELEN	9
5	KARAKTERISERING VAN DE PRIMAIRE ZIJDE	9
5.1	De primaire inductantie L_p	11
5.2	De primaire weerstand R_p	12
6	KARAKTERISERING VAN DE SECUNDAIRE ZIJDE	15
6.1	Gelijk- en wisselstroommeting aan de secundaire wikkeling	15
6.2	Karakterisering van de buitenwinding	17
6.3	Karakterisering van de binnenwinding	18
6.4	Bepalen van de stroom door de secundaire windingen bij de onbelaste pulstransformator	19
7	DE KOPPELFACTOR	22
7.1	Nulastproef aan de primaire zijde	23
7.2	Nullastproef aan de secundaire zijde	24
7.3	Bepaling van de koppelfactor	25
8	CONCLUSIES	26
9	ONDERTEKENING	27
10	REFERENTIES	28
11	SYMBOLENLIJST	28

1 INLEIDING

Een hoge stroompuls kan door middel van het ontladen van condensatoren of door toepassing van speciale generatoren verkregen worden. Bij PML-Pulsfysica wordt ondermeer een pulstransformator gebruikt die in staat is de aan de primaire zijde aangeboden stroom maximaal een factor 24 te versterken. De pulstransformator is een onderdeel van een bij PML-Pulsfysica ontwikkeld pulsformend netwerk, de Kapitza opstelling. De Kapitza opstelling bestaat uit een pulstransformator, een snel ontladbare elektro-chemische energiebron (batterij) en een halfgeleider schakelsysteem.

Met deze pulstransformator wordt tevens energiecompressie verkregen. De toegevoerde stroom aan de primaire zijde van de pulstransformator verschijnt aan de secundaire zijde, maximaal 24 maal versterkt, waarbij de energie in een kortere tijd kan worden afgegeven dan zij is opgenomen.

Dit rapport behandelt de karakterisering van de pulstransformator. Karakterisering betekent: het bepalen van de waarden van een aantal elektrische grootheden, zoals de weerstand en de inductantie van zowel de primaire als de secundaire zijde. De waarden van de elektrische grootheden zijn belangrijk voor de dimensionering van het halfgeleider schakelsysteem dat in het pulsformend netwerk is opgenomen. Met behulp van deze waarden is door middel van simulatie het stroom- en spanningsverloop aan beide zijden van de pulstransformator te voorspellen.

Een belangrijke grootheid van de pulstransformator is de koppelfactor k . Deze factor geeft de grootte van magnetische koppeling aan tussen de primaire en de secundaire wikkeling.

Dit rapport beschrijft eerst de constructie van de pulstransformator en de ontwerpgegevens, vervolgens de bij de karakterisering gebruikte meetmethode en meetmiddelen, de karakterisering van zowel de primaire- als de secundaire zijde en de bepaling van de koppelfactor k .

Accession For

NATIONALITY	<input checked="" type="checkbox"/>
DISTRICT	<input type="checkbox"/>
UNION	<input type="checkbox"/>
JURISDICTION	<input type="checkbox"/>

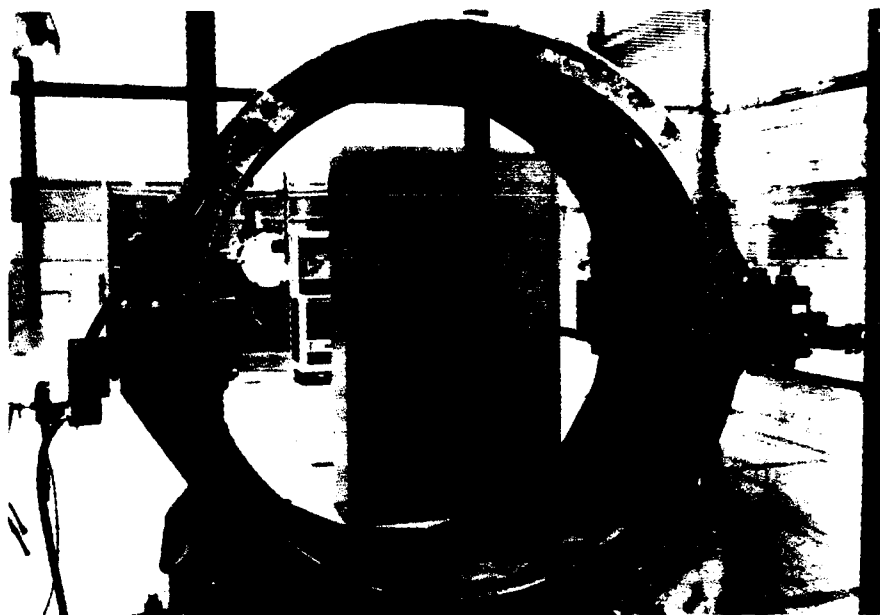
DATE _____

FILE NO. _____

A-1

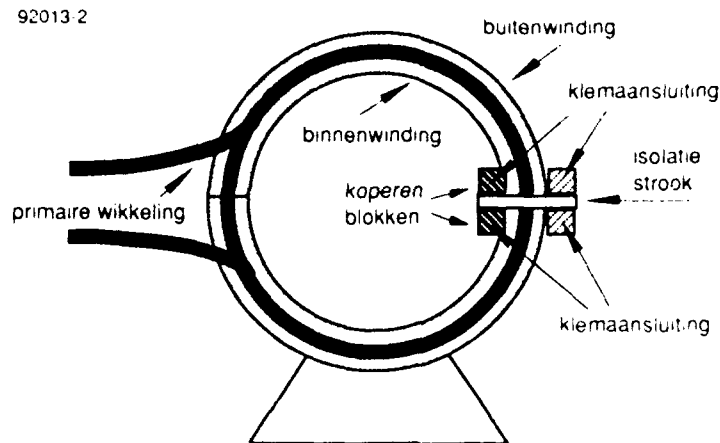
2 DE BOUW VAN DE PULSTRANSFORMATOR

De primaire zijde bestaat uit een cirkelvormige enkellaagse wikkeling waarvan de ronde koperen kabel een nominale geleideroppervlakte van 240 mm^2 heeft. De secundaire zijde omvat de primaire wikkeling geheel en vormt op deze wijze één wikkeling, bestaande uit twee parallelle windingen. De buiten- en binnenschaal, waaruit deze windingen zijn opgebouwd, bestaan ieder uit twee helften (zie figuur 1).



Figuur 1 De pulstransformator

Bij de primaire klemaansluiting zijn de beide windinghelften met elkaar gekoppeld (zie figuur 2). Tegenover deze klemaansluiting worden de aansluitingen van beide windingen gescheiden door middel van een isolatiestrook. Deze aansluitingen worden met elkaar gekoppeld en vervolgens aan één zijde naar buiten uitgevoerd. Hierop wordt de belasting aangesloten. De klemaansluiting van de binnenwinding is uitgevoerd met twee koperen blokken.



Figuur 2 Constructie van de pulstransformator

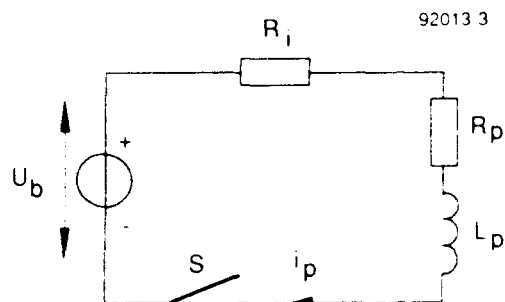
De koppelfactor k is een belangrijke grootheid. Bij een ideale transformator is de koppeling optimaal, dat wil zeggen $k = 1$, waardoor alle energie aan de primaire zijde overgedragen wordt naar de secundaire zijde. Bij een transformator met een optimale koppelfactor zal het magnetisch veld, opgewekt door de primaire wikkeling, volledig omvat worden door de secundaire wikkeling en andersom. In de praktijk zijn strooiinducties aan de primaire zijde $L_{p\sigma}$ en aan de secundaire zijde $L_{s\sigma}$ aanwezig. De ontwerpgegevens van de pulstransformator zijn [1,2]:

primaire weerstand:	$R_p = 10 \text{ m}\Omega$	primaire inductantie:	$L_p = 1,114 \text{ mH}$
secundaire weerstand:	$R_s = 10 \text{ }\mu\Omega$	secundaire inductantie:	$L_s = 1,77 \text{ }\mu\text{H}$
primaire strooiinductantie:	$L_{p\sigma} = 22 \text{ }\mu\text{H}$	secundaire strooiinductantie:	$L_{s\sigma} = 35 \text{ nH}$
koppelfactor:	$k = 0,98$		

De ontwerpgegevens zijn bepaald voor een primaire wikkeling van 25 windingen. Tijdens experimenten en simulaties is gebleken dat de primaire spanning een dergelijke waarde kan bereiken, dat in de primaire wikkeling doorslag zou kunnen optreden. Om dit te voorkomen is de kabel omwikkeld met vulcaniserende hoogspanningstape, waardoor de kabel goed bestand is tegen de verwachte hoge primaire spanning. Hierdoor nam de diameter van de kabel toe, waardoor er geen ruimte meer was voor 25 windingen, maar slechts voor 24 windingen. Uiteraard heeft dit invloed op de waarde van de primaire weerstand R_p , de primaire inductantie L_p en de koppelfactor k .

3 DE ELEKTRISCHE EIGENSCHAPPEN VAN DE PULSTRANSFORMATOR

Figuur 3 geeft het elektrisch schema van de primaire wikkeling van de pulstransformator die aangesloten is op een spanningsbron, bijvoorbeeld een batterij.



Figuur 3 Elektrisch schema van de primaire wikkeling aangesloten op een spanningsbron

R_i stelt de inwendige weerstand van de spanningsbron U_b voor. De belastingsweerstand is de primaire weerstand R_p en L_p is de primaire inductantie van de pulstransformator. Op de secundaire zijde van de pulstransformator is geen belasting aangesloten, zodat alleen de elektrische grootheden van de primaire wikkeling van belang zijn. Na het sluiten van schakelaar S gaat een stroom i_p vloeien. Volgens de 2^e wet van Kirchhoff geldt:

$$-U_b + (R_i + R_p)i_p + L_p \frac{di_p}{dt} = 0 \quad (1)$$

Voor de primaire stroom geldt dan:

$$i_p = \frac{U_b}{R_i + R_p} (1 - e^{-t/\tau}) \text{ met } \tau = \frac{L_p}{R_i + R_p} \quad (2)$$

3.1 De energieoverdracht

De geleverde energie door de spanningsbron wordt voorgesteld door:

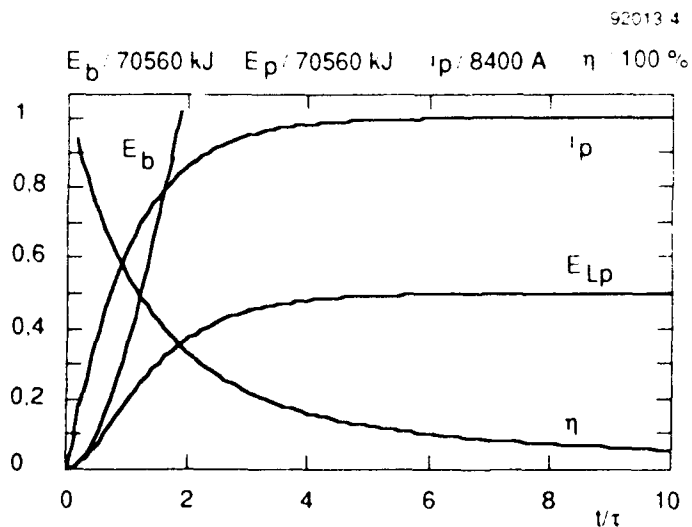
$$E_b(t) = \int_0^t U_b \cdot i_p \, dt' = U_b^2 \frac{L_p}{(R_l + R_p)^2} \cdot (t/\tau - 1 + e^{-t/\tau}) \quad (3)$$

Voor de naar de primaire wikkeling getransporteerde energie geldt:

$$E_p(t) = \frac{1}{2} L_p i_p^2 = U_b^2 \frac{L_p}{2(R_l + R_p)^2} (1 - e^{-t/\tau})^2 \quad (4)$$

Het rendement η is het quotiënt tussen de opgenomen energie door de primaire wikkeling $E_p(t)$ en de geleverde energie door de spanningsbron $E_b(t)$.

Figuur 4 geeft het verloop van E_b , E_p , i_p en het rendement η als functie van t/τ . Als spanningsbron dient een batterij van 160 V met een inwendige weerstand van 10 m Ω .



Figuur 4 Karakteristiek van de getransporteerde energie, de stroom en het rendement

Uit deze figuur volgt dat het rendement kleiner wordt, naarmate de laadtijd t van de primaire spoel groter wordt.

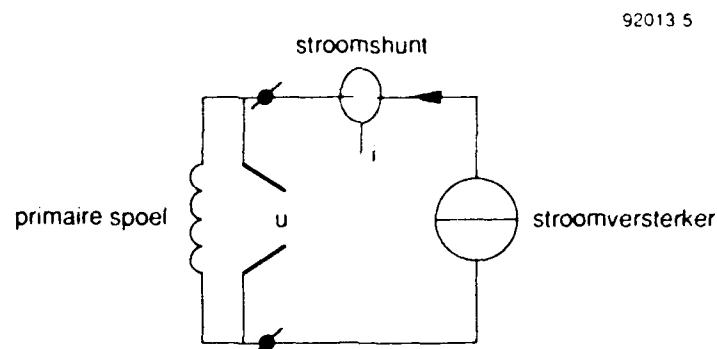
4 DE GEBRUIKTE MEETMIDDELEN

Bij de karakterisering is gebruik gemaakt van een stroomversterker (stroombron) die een maximale stroom kan leveren van 120 A (DC tot 10 kHz), een functiegenerator (Etabor Electronics) om de stroomversterker aan te sturen, een stroomshunt (ABB Petercem TA 800) met een gevoeligheid van 1000 A/V en een nauwkeurigheid van 1%, een Rogowskispoel met integrator (ontworpen bij PML-Pulsfysica) met een gevoeligheid van 2000 A/V, een vierkanaals digitale oscilloscoop (LeCroy) en een tweekanaals hoogspannings differentiaal (Tektronix A6902B). Op deze hoogspannings differentiaal worden de te meten primaire- en secundaire spanning aangesloten. De stroomshunt van ABB wordt gebruikt voor het meten van de primaire stroom en de Rogowski spoel met integrator voor het meten van de secundaire stroom. De te meten spanningen en stromen worden aangesloten op de vier ingangen van de digitale oscilloscoop.

5 KARAKTERISERING VAN DE PRIMAIRE ZIJDE

Bij deze wisselstroommeting zijn de ohmse weerstand en de inductantie van de primaire wikkeling bepaald. Uit de meetwaarden van de stroom en de spanning aan de primaire zijde volgen de waarden van de impedantie Z_p , de ohmse weerstand R_p , de reactantie X_p en de fasehoek φ als functie van de frequentie. Tijdens de karakterisering zijn deze elektrische grootheden bij verschillende frequenties bepaald. De geleverde uitgangsstroom van de stroomversterker was hierbij sinusvormig. Met een stroomshunt (ABB Petercem TA 800) is de stroom door de wikkeling gemeten, terwijl de spanning direct over de klemmen is gemeten.

Figuur 5 geeft de meetopstelling voor de karakterisering van de primaire wikkeling.



Figuur 5 Elektrisch schema van de meetopstelling

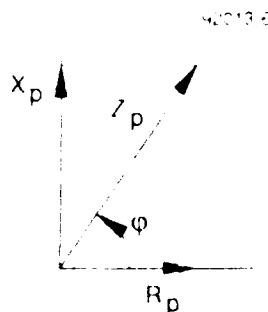
Uit het quotient van de spanning en de stroom volgt de impedantie Z_p van de primaire wikkeling. Het verband tussen de ohmse weerstand R_p , de reactantie X_p en de impedantie Z_p van de primaire wikkeling is:

$$Z_p^2 = R_p^2 + X_p^2 \quad (5)$$

Tevens geldt:

$$R_p = Z_p \cos \varphi \text{ en } X_p = Z_p \sin \varphi \quad (6,7)$$

Grafisch wordt dit voorgesteld in figuur 6



Figuur 6 Verband tussen de ohmse weerstand R_p , de reactantie X_p en de impedantie Z_p

De inductantie L_p volgt uit de reactantie X_p . Dit verband is

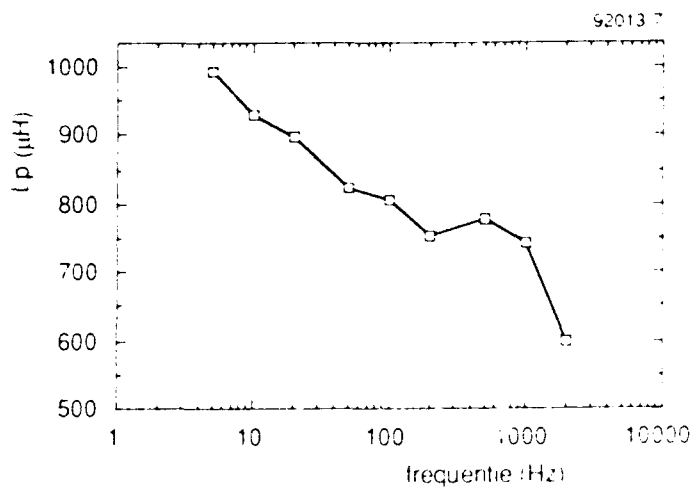
$$X_p = L_p \cdot 2\pi f, \quad (8)$$

waarbij f de frequentie voorstelt.

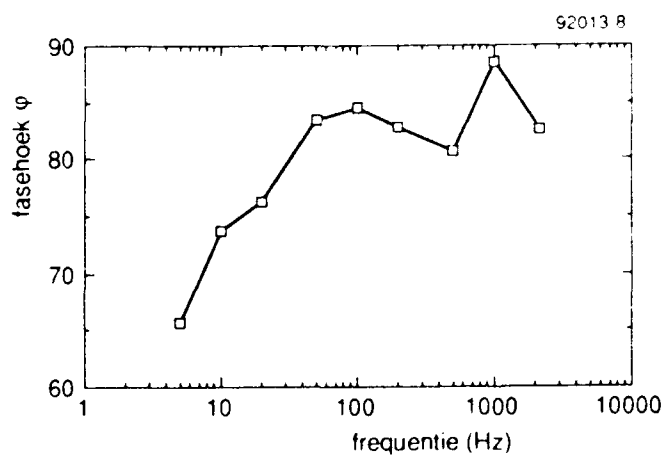
Tijdens het karakteriseringsproces zijn de weerstand R_p , de inductantie L_p en de fasehoek φ bepaald.

5.1 De primaire inductantie L_p

Figuur 7 geeft de gemeten inductantie L_p als functie van de frequentie en figuur 8 geeft de gemeten fasehoek φ als functie van de frequentie.



Figuur 7 De inductantie L_p als functie van de frequentie



Figuur 8 De fasehoek φ als functie van de frequentie

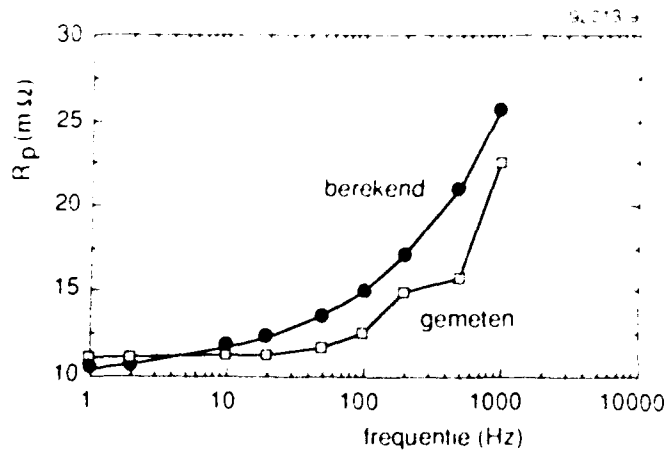
De afname van de primaire inductantie als functie van de frequentie kan voor een deel verklaard worden door het optreden van het skin-effect; zie paragraaf 5.2. In paragraaf 6.4 wordt verder ingegaan op een verklaring van de snelle afname van de primaire inductantie.

5.2 De primaire weerstand R_p

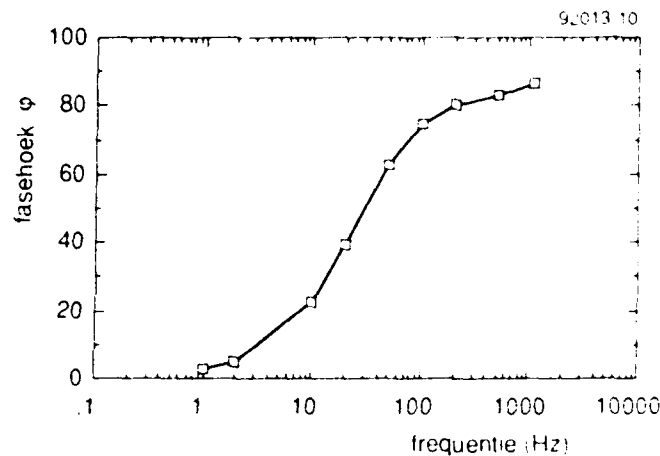
Het bepalen van de primaire weerstand R_p geeft problemen. Al bij lage frequenties (vanaf 20 Hz) wordt de fasehoek groter dan 80°.

Dit betekent dat de betrouwbaarheid van de meting van R_p afneemt. Een kleine hoekverandering impliceert een sterke verandering van R_p (vgl. $\cos 81,3^\circ = 0,099$ en $\cos 86,1^\circ = 0,068$).

Voor het bepalen van de primaire weerstand als functie van de frequentie is naar een andere methode gezocht. Voor deze meting is de primaire wikkeling geheel afgewikkeld en de kabel languit op de vloer gelegd, zodat de inductantie zo laag mogelijk is. Figuur 9 geeft R_p als functie van de frequentie (zowel berekend als gemeten) en figuur 10 geeft de gemeten fasehoek als functie van de frequentie. Het berekende verloop van de primaire weerstand als functie van de frequentie volgt uit [3]



Figuur 9 De berekende en gemeten primaire weerstand R_p als functie van de frequentie



Figuur 10 De fasehoek φ als functie van de frequentie

Heel duidelijk is te zien dat de fasehoek nu pas groter wordt dan 80° bij $f = 200$ Hz. Gevolg is dat de betrouwbaarheid van de meting van R_p (tussen 20 Hz en 200 Hz) is toegenomen.

De toegepaste kabel van de primaire wikkeling is opgebouwd uit 61 koperen geleiders. De nominale geleiderdoorsnede van de kabel is 240 mm^2 . Volgens [1] geldt voor deze kabel een maximale gelijkstroomweerstand van $0,0751 \text{ } \Omega/\text{km}$ bij 20°C . De diameter van de primaire wikkeling van hart tot hart is $1,56 \text{ m}$. Bij 24 windingen is een kabellengte nodig van $117,6 \text{ m}$. Rekening houdend met extra benodigde kabel voor de aansluitingen, wordt de totale lengte 120 m . Voor de primaire gelijkstroomweerstand voor deze kabel geldt:

$$R_{pdc} = 0,0751 \text{ } \Omega/\text{km} \cdot 0,120 \text{ km} = 9,0 \text{ m}\Omega$$

Extra weerstandsverlies ontstaat door de koperen klemaansluitingen, die door middel van een soldeerverbinding aan de kabel bevestigd worden. De gelijkstroomweerstand neemt dan toe tot ongeveer $10 \text{ m}\Omega$.

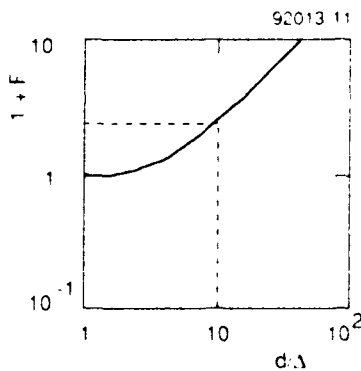
De weerstand van de kabel is echter afhankelijk van de frequentie. Het skin-effect is hiervan de oorzaak. Aangezien de kabel van de primaire zijde bij het bepalen van de ohmse weerstand afgewikkeld is, treedt het proximity effect niet op. Het skin-effect is een functie van d/Δ , waarbij d de nominale geleiderdiameter en Δ de indringdiepte voorstelt. De indringdiepte Δ is omgekeerd evenredig met de wortel van de frequentie:

$$\Delta = \frac{m}{\sqrt{f}} \quad (9)$$

Volgens [2] geldt voor m (van een koperen geleider bij 20°C) een waarde van $65,5 \text{ mm} \cdot \text{Hz}^{1/2}$. De kabel heeft een nominale geleiderdiameter van 20 mm. Al vanaf een frequentie van $\sim 43 \text{ Hz}$ zal de stroom niet meer de totale doorsnede benutten (Δ is dan gelijk aan 10 mm), waardoor de primaire wisselstroomweerstand, voorgesteld door R_{pac} , toeneemt. R_{pac} wordt gedefinieerd door:

$$R_{pac} = R_{pdc} + R_{pse} = R_{pdc}(1 + F) \quad (\text{se staat voor skin-effect}) \quad (10)$$

Figuur 11 geeft de waarde voor F als functie van d/Δ , zie [2].



Figuur 11 De waarde van F als functie van d/Δ

Voor $d/\Delta = 10$ geldt voor $(1 + F)$ een waarde van 2,8. Bij deze verhouding is R_{pac} gelijk aan:

$$R_{pac} = 2,8 \cdot 9,0 \text{ m}\Omega = 25,2 \text{ m}\Omega$$

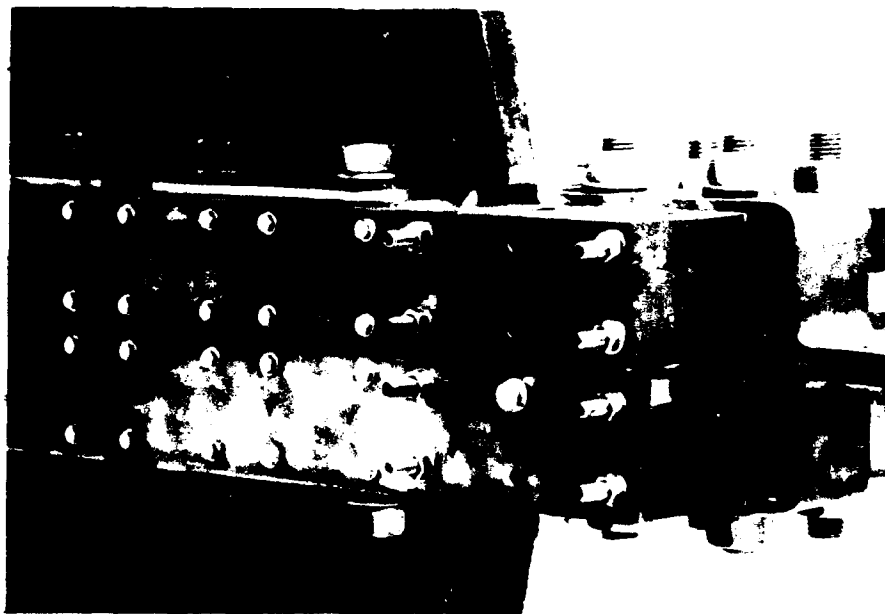
Hierbij geldt dat bij $d = 20 \text{ mm}$, de indringdiepte Δ gelijk is aan 2 mm. Dit komt volgens formule (9) overeen met een frequentie van 1072 Hz. De toename van de ohmse weerstand wordt aangetoond in figuur 9; waarin de gemeten waarde van de primaire weerstand als functie van de frequentie is uitgezet.

6 KARAKTERISERING VAN DE SECUNDAIRE ZIJDE

De secundaire wikkeling bestaat uit een buitenwinding en een binnenwinding. Deze kunnen van elkaar gescheiden worden door de koperen blokken, waarmee de binnenwinding aan de buitenwinding gekoppeld is, te verwijderen. De complete secundaire wikkeling (dat wil zeggen de buiten- en binnenwinding met elkaar gekoppeld) is gekarakteriseerd. Tevens zijn de buitenwinding en de binnenwinding los van elkaar gekarakteriseerd.

6.1 Gelijk- en wisselstroommeting aan de secundaire wikkeling

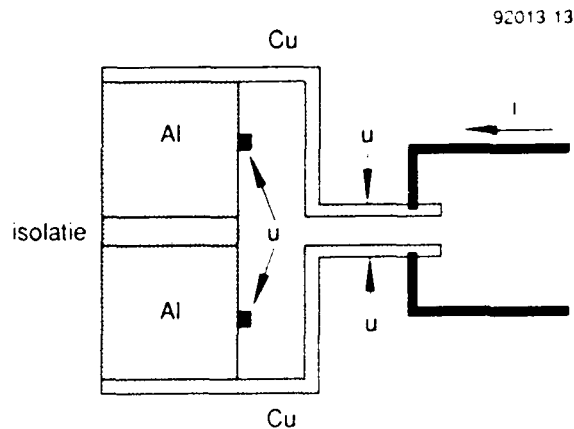
De stroomversterker is nu aangesloten op de secundaire aansluitklemmen (zie figuur 12).



Figuur 12 De secundaire aansluitklemmen

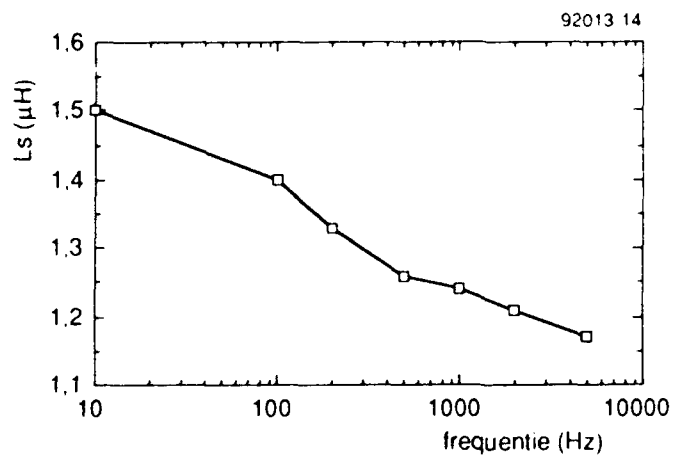
Door de primaire wikkeling vloeit geen stroom, zodat uitsluitend de secundaire weerstand gemeten wordt. De binnenwinding en de buitenwinding zijn parallel met elkaar doorverbonden. Met een gelijkstroom i van 100 A is uit het quotiënt van de gemeten spanning u (zie figuur 13) over de massieve aluminium blokken (de buitenwinding) en deze stroom de ohmse weerstand R_s bepaald. De gemeten spanning is 20 maal versterkt en, om de ruis in het meetsignaal te verminderen, gefilterd met een passief RC-filter ($\tau = 1$ ms). Voor R_s volgde een waarde van $5,5 \mu\Omega$. Vervolgens is de spanning over de secundaire aansluitklemmen gemeten (zie figuur 12). Op deze manier is de

waarde van de overgangsweerstand tussen de koperen aansluitklemmen en de aluminium aansluitklemmen te bepalen. Uit het quotiënt van de stroom en de gemeten spanning volgde een waarde van $11,1 \mu\Omega$. De overgangsweerstand plus de weerstand van de koperen aansluitklemmen is:
 $11,1 \mu\Omega - 5,5 \mu\Omega = 5,6 \mu\Omega$.



Figuur 13 De secundaire aansluitklemmen schematisch getekend

Wanneer er een wisselstroom door de secundaire wikkeling loopt, is de reactantie X_L en de inductantie L_s te bepalen. Bij lage frequenties (lager dan 10 Hz) is de reactantie en dus de spanning over de secundaire wikkeling erg laag. De gemeten spanning bevat dan veel storingen en ruis. Figuur 14 geeft de secundaire inductantie L_s als functie van de frequentie.



Figuur 14 L_s als functie van de frequentie

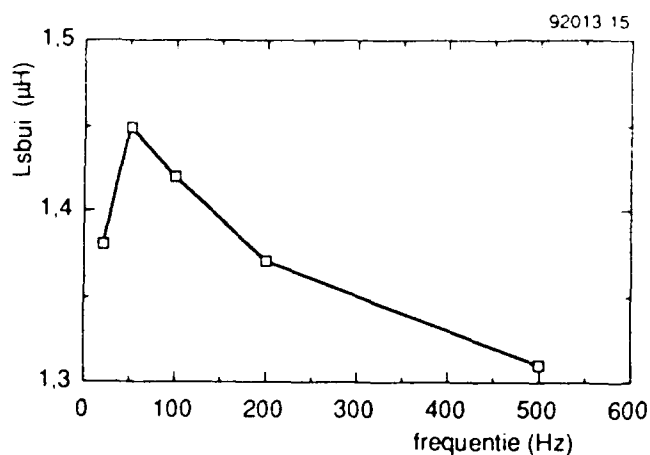
De inductantie neemt af bij toenemende frequentie. De stroom is bij lage frequenties homogeen over de doorsnede verdeeld. Bij hogere frequenties gaat de stroom echter steeds meer aan de binnenzijde van de wikkeling vloeien, dit wordt veroorzaakt door stroomverdringing.

De afname van de inductantie is echter te groot om uitsluitend door stroomverdringing verklaard te kunnen worden; zie paragraaf 6.4.

6.2 Karakterisering van de buitenwinding

De binnenwinding is losgekoppeld van de buitenwinding door de twee koperen blokken te verwijderen (zie hoofdstuk 2). Tijdens het karakteriseringsproces zijn dezelfde meetmiddelen en -methoden gebruikt als bij de karakterisering van de secundaire wikkeling. Normaal zijn de buiten- en binnenwinding parallel met elkaar gekoppeld, dus zal de ohmse weerstand van de buitenwinding hoger zijn dan de ohmse weerstand van de complete secundaire wikkeling.

Voor de ohmse weerstand van de buitenwinding R_{sbui} werd een waarde van $10 \mu\Omega$ gemeten. Bij de wisselstroommetingen zijn de resultaten vanaf 20 Hz betrouwbaar. Vanaf deze frequentie werd de spanning namelijk minder beïnvloed door ruis en stoorsignalen. Figuur 15 geeft de inductantie als functie van de frequentie.



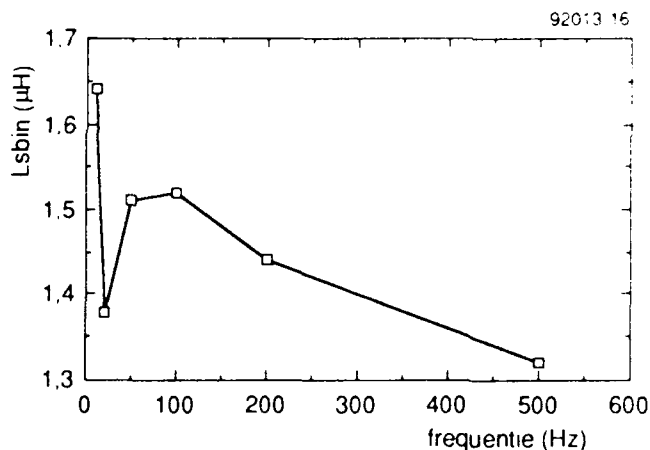
Figuur 15 L_{sbui} als functie van de frequentie

De inductantie neemt ook hier sneller af, zodat meer factoren dan alleen het proximity effect meespelen.

6.3 Karakterisering van de binnenwinding

Ook hier geldt, dat de meetmethoden en -middelen dezelfde waren als bij het karakteriseringsproces van de secundaire wikkeling. De binnenwinding is minder zwaar uitgevoerd dan de buitenwinding, waardoor de ohmse weerstand van de binnenwinding hoger zal zijn dan van de buitenwinding. De secundaire aansluitklemmen zijn verplaatst van de aluminium blokken naar de koperen blokken. De spanning is gemeten op deze koperen blokken, zodat de overgangsweerstand van de blokken naar de aansluitklemmen de meting niet beïnvloedt.

De gemeten ohmse weerstand van de binnenwinding R_{sbin} is $17,8 \mu\Omega$. Uit de wisselstroommetingen volgde de waarde voor de secundaire inductantie van de binnenwinding L_{sbin} . Figuur 16 toont het verloop van deze inductantie als functie van de frequentie. Ook hier geldt, dat bij lage frequenties de gemeten spanning veel ruis bevatte, zodat het getoonde verloop van de L_{sbin} bij lage frequenties niet reëel is.

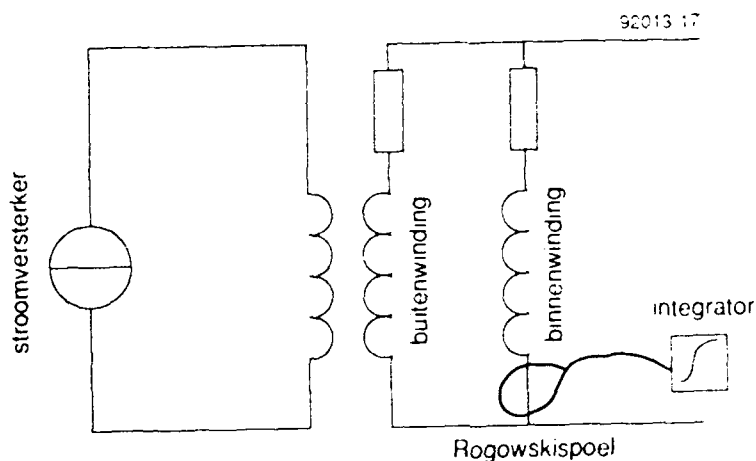


Figuur 16 L_{sbin} als functie van de frequentie

Bij een frequentie van 500 Hz heeft L_{sbin} een waarde van $1,32 \mu H$. L_{sbui} heeft dan eveneens een waarde van $1,32 \mu H$. De totale secundaire inductantie L_s bij deze frequentie is echter $1,26 \mu H$. Hieruit volgt dat niet met de afzonderlijk gemeten inductanties gerekend mag worden!

6.4 Bepalen van de stroom door de secundaire windingen bij de onbelaste pulstransformator

Uit gelijkstroommetingen aan de secundaire binnen- en buitenwinding blijkt dat de ohmse weerstand van de buitenwinding lager is ($R_{sbui} = 10 \mu\Omega$) dan die van de binnenwinding ($R_{sbin} = 17,8 \mu\Omega$). Een meting is uitgevoerd, waarbij de stroom door de secundaire binnenwinding is bepaald met een Rogowski spoel. Op de secundaire aansluitklemmen was geen belasting aangesloten. Op de primaire aansluitklemmen was de stroomversterker aangesloten, waarbij de primaire stroom werd bepaald met de BBC stroomshunt. Figuur 17 geeft het aansluitschema.



Figuur 17 Meten van de stroom door de secundaire binnenwinding bij onbelaste pulstransformator

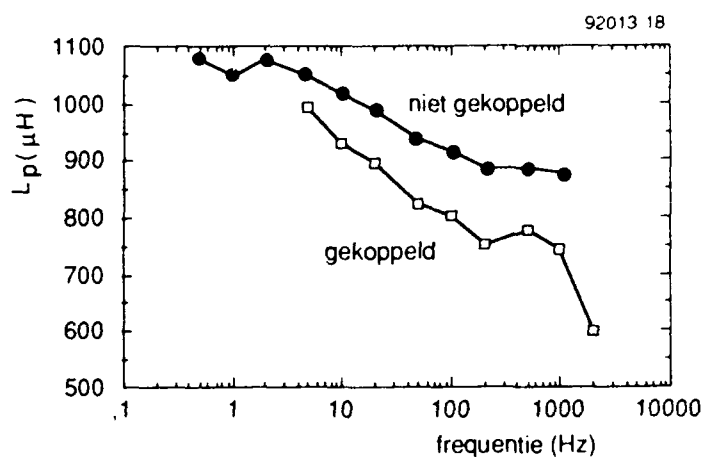
Als de pulstransformator onbelast is, wekt de primaire spoel al een aanzienlijk magnetisch veld op bij een stroom van 100 A. Daarom is het noodzakelijk de lus van de Rogowski spoel zo klein mogelijk te maken en de daarbij behorende actieve integrator zo goed mogelijk tegen het magnetisch veld af te schermen. Tabel 1 geeft de stroom door de secundaire windingen als functie van de primaire stroom bij verschillende frequenties.

Tabel 1 De stroom door de secundaire windingen als functie van de primaire stroom

frequentie (Hz)	I_{primaire} (A)	$I_{\text{secundair}}$ (A)
1	150	26
2	150	28
5	151	64
10	152	85
20	105	55
50	39	16
100	17	5

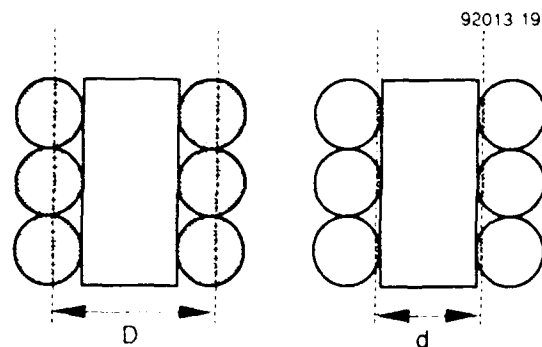
Doordat de geïnduceerde spanning in de binnenwinding verschilt met die in de buitenwinding, ontstaat er een 'vereffeningsstroom'. De stroom door de secundaire windingen, 'vereffeningsstroom', heeft tot gevolg dat het door de primaire spoel opgewekte veld tegengewerkt wordt. Dit verklaart mede de sterke afname van de primaire inductantie L_p . Daarom is nogmaals de primaire inductantie bepaald waarbij de secundaire binnen- en buitenwinding geen elektrisch contact met elkaar maken.

Figuur 18 geeft de primaire inductantie als functie van de frequentie.



Figuur 18 De primaire inductantie als functie van de frequentie indien er wel contact is tussen de binnen- en buitenwinding en indien er geen contact is tussen de binnen- en buitenwinding

Indien er geen elektrische koppeling is van de secundaire windingshelften neemt de inductantie minder snel af bij toenemende frequentie. In figuur 18 is tevens het verloop van de primaire inductantie als functie van de frequentie weergegeven indien de secundaire windinghelften wel elektrisch met elkaar gekoppeld zijn (zie ook figuur 6). De afname van de inductantie kan ook voor een deel verklaard worden door het proximity effect. Bij hogere frequenties zal de stroom namelijk steeds meer aan de binnenkant van de windingen gaan vloeien. De effectieve diameter neemt hierbij dus af (van D tot d) met de diameter van de kabel (zie figuur 19).



Figuur 19 Het proximity-effect

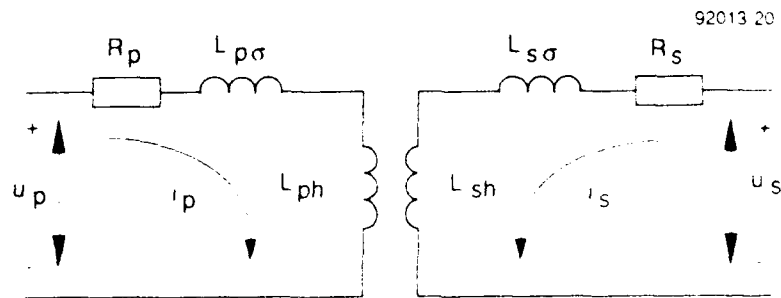
Bij lage frequenties is de diameter (hart-afstand) van de primaire wikkeling $D = 150$ cm. Deze neemt bij toenemende frequentie af tot $d = 148$ cm. Uitgaande van een inductantie van 1,08 mH bij een lage frequentie, zal de inductantie door het proximity-effect afnemen tot 1,06 mH. Bij de karakterisering van de primaire wikkeling (bij losgekoppelde binnen- en buitenwinding) blijkt echter, dat de inductantie nog te snel afneemt, hetgeen betekent dat nog een ander effect naast het proximity-effect optreedt.

Om de primaire wikkeling bevindt zich de secundaire windingen. Door het veranderlijke veld dat wordt opgewekt in de primaire spoel, zullen wervelstromen ontstaan in de secundaire windingen. Deze wervelstromen werken dit primaire veld tegen, waardoor de inductantie van de primaire spoel sneller afneemt.

De snelle afname van de inductantie van de secundaire binnen- en buitenwinding kan tevens worden verklaard door het ontstaan van wervelstromen (zie paragraaf 6.2 en 6.3). Indien door de binnenwinding een stroom vloeit, zullen in de buitenwinding wervelstromen ontstaan. Andersom: als in de buitenwinding een stroom vloeit, zullen in de binnenwinding wervelstromen ontstaan.

7 DE KOPPELFACTOR

De koppelfactor van een transformator is een belangrijke grootte. Hiermee wordt de efficiëntie aangegeven van de magnetische koppeling tussen de primaire en de secundaire zijde. In de praktijk is deze magnetische koppeling niet optimaal, door de aanwezigheid van strooiinductanties aan zowel de primaire zijde als aan de secundaire zijde. Figuur 20 geeft het elektrisch schema van een transformator.



Figuur 20 Elektrisch schema van een transformator

Hierin wordt de primaire weerstand voorgesteld door R_p , de secundaire weerstand door R_s , de primaire strooiing door $L_{p\sigma}$, de secundaire strooiing door $L_{s\sigma}$ en de primaire en secundaire hoofdinductanties door respectievelijk L_{ph} en L_{sh} . De hoofdinductanties zijn de grootheden die behoren bij het magnetisch veld dat door beide wikkelingen wordt omvat. De koppelfactor k is gedefinieerd als:

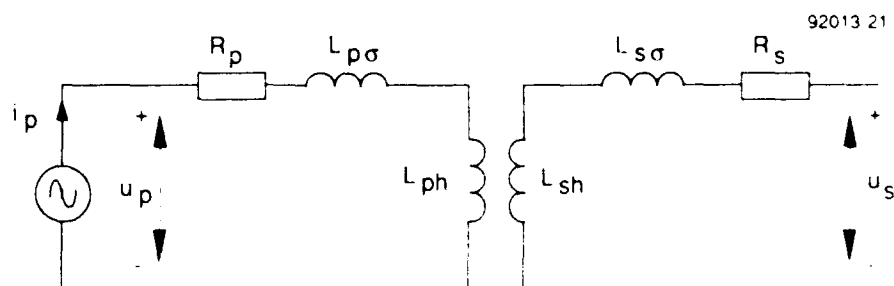
$$k = \sqrt{\frac{L_{ph} \cdot L_{sh}}{L_p \cdot L_s}} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{met: } L_p &= L_{ph} + L_{p\sigma} \\ L_s &= L_{sh} + L_{s\sigma} \end{aligned}$$

De verschillende inductanties kunnen worden bepaald door de nullastproef te doen aan de primaire- en de secundaire zijde.

7.1 Nullastproef aan de primaire zijde

Figuur 21 toont het schema van de aan de secundaire zijde onbelaste transformator. Aangezien door de secundaire zijde geen stroom vloeit, zal de secundaire spanning u_s uitsluitend door de magnetische koppeling tussen L_{ph} en L_{sh} bepaald worden.



Figuur 21 De secundair onbelaste transformator

De stroom door de primaire wikkeling is sinusvormig. Voor de primaire zijde geldt:

$$u_p = i_p \cdot R_p + L_{p\sigma} \cdot \frac{di_p}{dt} + L_{ph} \cdot \frac{di_p}{dt} = i_p \cdot R_p + L_p \cdot \frac{di_p}{dt} \quad (12)$$

Oplossing van deze differentiaalvergelijking voor $u_p = U_{p,max} \sin(\omega t)$ geeft:

$$i_p = \frac{U_{p,max}}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (13)$$

$$\text{met: } Z = \sqrt{R_p^2 + (\omega L_p)^2}$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\omega L_p}{R_p}\right)$$

tevens geldt:

$$L_p = \frac{U_{p,rms}}{I_{p,rms} \cdot 2\pi \cdot f} \cdot \sin \varphi \quad (14)$$

en voor de primaire hoofdinductantie L_{ph} geldt:

$$L_{ph} = \frac{U_{s rms} \cdot \frac{n_p}{n_s}}{I_{p rms} \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \quad (15)$$

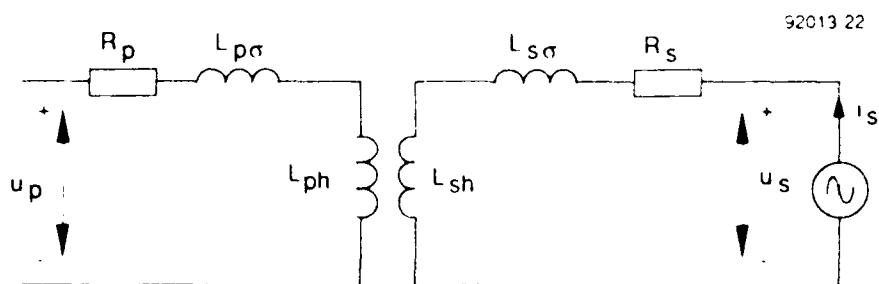
Uit metingen van de primaire spanning, de secundaire spanning, de primaire stroom en de fasehoek zijn de primaire hoofdinductantie L_{ph} en de primaire strooinductantie $L_{p\sigma}$ als functie van de frequentie met behulp van bovenstaande formules berekend (zie tabel 2).

Tabel 2 De aan de hand van metingen berekende grootheden aan de primaire zijde

frequentie Hz	L_{ph} μH	$L_{p\sigma}$ μH
5	883	110
10	872	60
20	830	68
50	789	36
100	774	32

7.2 Nullastproef aan de secundaire zijde

Op dezelfde manier als voor de primaire zijde zijn ook voor de secundaire zijde de hoofdinductantie en de strooinductantie bepaald (zie figuur 22).



Figuur 22 De primair onbelaste transformator

Hierbij zijn de primaire spanning, de secundaire spanning, de secundaire stroom en de fasehoek gemeten. Tabel 3 geeft de hiermee berekende waarden voor de secundaire hoofdinductantie en de secundaire strooiinductantie.

Tabel 3 De aan de hand van de metingen berekende grootheden aan de secundaire zijde

frequentie (Hz)	L_{sh} (nH)	L_{σ} (nH)
500	1216	94
1000	1146	124
2000	1087	123

7.3 Bepaling van de koppelfactor

Nu zijn de waarden voor L_{ph} , L_{sh} , $L_{p\sigma}$ en L_{σ} bekend, zodat de waarde van de koppelfactor k berekend kan worden uit formule 11. Helaas kunnen de primaire- en de secundaire inductanties niet bij dezelfde frequenties bepaald worden. Bij lage frequenties is de gemeten secundaire spanning zo laag, dat ernstige hinder wordt ondervonden van ruis en stoorsignalen. Bij metingen met hogere frequenties aan de primaire kant, is de stroomversterker niet meer in staat voldoende stroom af te geven, omdat de spanning U_{Xp} (reactantiespanning) over de klemmen van de stroombron (stroomversterker) te hoog wordt. Na extrapolatie van de inductanties naar 200 Hz volgt voor L_{ph} een waarde van 765 μH , voor $L_{p\sigma}$ een waarde van 25 μH , voor L_{sh} een waarde van 1275 nH en tenslotte voor L_{σ} een waarde van 127 nH. Waarschijnlijk is de gemeten waarde van de secundaire strooiinductantie bij 500 Hz te laag. Daarom is ten behoeve van extrapolatie uitgegaan van de gemeten waarden bij 1 kHz en 2 kHz. De primaire inductantie L_p heeft een waarde van 790 μH en de secundaire inductantie L_s een waarde van 1402 nH. Uit de wortel van het produkt van deze twee waarden volgt:

$$\sqrt{L_p \cdot L_s} = \sqrt{790 \cdot 1402 \cdot 10^{-15}} = 33,28 \mu H$$

Voor de onderlinge inductantie M geldt:

$$M = \sqrt{L_{ph} \cdot L_{sh}} = \sqrt{765 \cdot 1275 \cdot 10^{-15}} = 31,23 \mu H$$

Uit het quotiënt van deze waarden volgt de waarde voor de koppelfactor: $k = 0,94$ (bij 200 Hz).

8 CONCLUSIES

De nauwkeurigheid van de metingen is door een drietal oorzaken sterk beïnvloed. Ten eerste door het magnetische veld van de pulstransformator, ten tweede doordat de reactantie ten opzichte van de weerstand dusdanig groot is dat een kleine meetfout in de fasehoek een grote fout in de waarde van de weerstand ten gevolge heeft en ten derde door het feit dat de te meten waarden zeer klein zijn waardoor de signaal/ruis verhouding vaak slecht was.

In tabel 4 zijn de berekende en de gemeten waarden voor 10 Hz en 200 Hz gegeven. Enkele waarden konden niet bij de desbetreffende frequentie gemeten worden.

Tabel 4 Berekende en gemeten waarden van elektrische grootheden van de pulstransformator

Grootheid	symbool	een	Berekening *	Meting	
				< 10 Hz	200 Hz
Primaire inductantie	L_p	[mH]	1,114	0,932	0,790
Primaire hoofductantie	L_{ph}	[mH]	1,092	0,872	0,765
Primaire weerstand	R_p	[mΩ]	10	10	13
Primaire strooinductantie	$L_{pσ}$	[μH]	22	60	25
Secundaire inductantie	L_s	[μH]	1,770	1,48	1,33
Secundaire hoofductantie	L_{sh}	[μH]	1,735		1,275
Secundaire weerstand	R_s	[μΩ]	10	5,5	-
Secundaire strooinductantie	$L_{sσ}$	[nH]	35		127
Koppelfactor	k		0,98	-	0,94

* De berekende waarden zijn voor 25 primaire windingen.

Uit de metingen blijkt dat zowel de inductanties als de weerstanden frequentie-afhankelijk zijn. Bij toenemende frequentie worden de weerstanden groter als gevolg van het skin-effect, het proximity effect en het verlies behorend bij de parasitaire geïnduceerde stromen. De hoofductanties worden bij toenemende frequentie kleiner als gevolg van vereffeningsstromen in de twee secundaire windingen en als gevolg van parasitaire geïnduceerde stromen in het aluminium van de secundaire wikkeling.

De secundaire weerstand is bij een DC meting $5,5 \mu\Omega$, hetgeen lager is dan de berekende $10 \mu\Omega$. De koperen aansluitstrips voor de belasting hebben echter een te hoge weerstand ($5,6 \mu\Omega$).

De koppelfactor bij 200 Hz is 0,94 hetgeen iets lager is dan de berekende 0,98. Ook dit wordt veroorzaakt door de parasitaire geïnduceerde stromen in het aluminium.

Een uitspraak over de grootte van de weerstanden en inductanties bij gepulst bedrijf aan de hand van de waarden bij de verschillende frequenties is moeilijk te doen, omdat niet bewezen is dat hier sprake is van een lineair medium waar superpositie is toegestaan. Met behulp van het 25kA halfgeleiderschakelsysteem zal de pulstransformator bij gepulst bedrijf bestudeerd worden en zal de samenhang met de metingen in dit rapport worden aangegeven.

9 ONDERTEKENING

Ing. W.H.P. Mosterdijk
(Auteur)

Ir P. van Gelder
(Projectleider)

10 REFERENCES

- 1 Karthaus, W.; Kolkert, W.J.; Nowee, J.
"Preliminary results of a battery-based, multi megawatt 200 kA power supply"
IEEE trans. on magn. january 1989, volume 25, number 1, blz 284-289.
- 2 Tuinman, E.
"The Kapitza facility at PML Pulse Physics",
Proc. 1st Eur. Symp. on EML Technology,
13-14 Sept. 1988, Delft, the Netherlands.
- 3 Snelling, E.C.
"Soft Ferrites",
blz. 341 - 345, 1^e druk, '69, ILLFE London.

11 SYMBOLENLIJST

f	frequentie	[Hz]
i_p	primaire stroom [als $f(t)$]	[A]
i_s	secundaire stroom [als $f(t)$]	[A]
k	koppelfactor	
n_p	aantal primaire windingen	
n_s	aantal secundaire windingen	
u_p	primaire klemspanning [als $f(t)$]	[V]
u_s	secundaire klemspanning [als $f(t)$]	[V]
E_b	geleverde energie door een batterij	[J]
E_p	opgenomen energie door de primaire spoel	[J]
I_p	primaire stroom [rms]	[A]
I_s	secundaire stroom [rms]	[A]
L_p	primaire inductantie	[H]
L_{ph}	primaire hoofdinductantie	[H]
$L_{p\sigma}$	primaire strooinductantie	[H]
L_s	secundaire inductantie	[H]
L_{sh}	secundaire hoofdinductantie	[H]

L_{so}	secundaire strooiinductantie	[H]
M	onderlinge inductantie	[H]
P_p	opgenomen vermogen door de primaire spoel	[W]
R_i	inwendige weerstand van een batterij	[Ω]
R_p	primaire ohmse weerstand	[Ω]
R_s	secundaire ohmse weerstand	[Ω]
X_p	primaire reactantie	[Ω]
Z_p	primaire impedantie	[Ω]
φ	fasehoek	[$^\circ$]
η	verhouding van E_p en E_b	
ω	cirkelfrequentie	[rad/s]

REPORT DOCUMENTATION PAGE

(MOD NL)

1 DEFENSE REPORT NUMBER (MOD NL) TD92-2408	2 RECIPIENT'S ACCESSION NUMBER	3 PERFORMING ORGANIZATION REPORT NUMBER PML1992-73
4 PROJECT/TASK/WORKUNIT NO 233092013	5 CONTRACT NUMBER A87/K/045	6 REPORT DATE December 1992
7 NUMBER OF PAGES 29	8 NUMBER OF REFERENCES 3	9 TYPE OF REPORT AND DATES COVERED Final
10 TITLE AND SUBTITLE Characterization of the pulse transformer developed by TNO PML-Pulse Physics (Karakterisering van de bij PML-TNO Puls-Fysica ontwikkelde pulstransformator)		
11 AUTHOR(S) W.H.P. Mosterdijk		
12 PERFORMING ORGANIZATION NAME(S) AND ADDRESS(ES) TNO PML-Pulse Physics Laboratory P.O. Box 45, 2280AA Rijswijk, visiting address: Schoemakerstraat 97, 2628 VK Delft, The Netherlands		
13 SPONSORING AGENCY NAME(S) AND ADDRESS(ES) DWOO, Plein 4, 2511 CR The Hague, The Netherlands TNO Defence Research, PO Box 6006, 2600 JA Delft, The Netherlands		
14 SUPPLEMENTARY NOTES The classification designation: ONGERUBRICEERD is equivalent to UNCLASSIFIED		
15 ABSTRACT (MAXIMUM 200 WORDS (1044 BYTE)) <p>This report treats the characterization of the pulse transformer at TNO PML-Pulse Physics, Delft. The pulse transformer constitutes the final step of an energy compression system, called the Kapitza facility, and is able to amplify the current up to 24 times. The pulse transformer consists of a primary single layer winding of 24 turns which is enclosed by an aluminium secondary winding, consisting of one inner- and one outer turn which are coupled in parallel.</p> <p>Characterization means: determination of the electrical quantities, such as the ohmic resistance and the inductance of the primary and secondary windings. A current source able to deliver sine-wave currents with adjustable frequencies was used. From the measurements it appears that the main inductances decrease and the ohmic resistances increase with increasing frequency. This is caused by differential currents, skin- and proximity effect and parasitic induced currents in the aluminum secondary winding.</p> <p>From the measurements a coupling factor of 0.94 was calculated for a frequency of 200 Hz, which is slightly lower than the design specification of 0.98.</p>		
16 DESCRIPTORS IDENTIFIERS Pulsed Transformers Pulsed Power Research		
17A SECURITY CLASSIFICATION (OF REPORT) ONGERUBRICEERD	17B SECURITY CLASSIFICATION (OF PAGE) ONGERUBRICEERD	17C SECURITY CLASSIFICATION (OF ABSTRACT) ONGERUBRICEERD
18 DISTRIBUTION AVAILABILITY STATEMENT Unlimited Distribution		17D SECURITY CLASSIFICATION (OF TITLES) ONGERUBRICEERD

Distributielijst

- 1 DWOO
- 2 HWO-KL
- 3/4 HWO-KLu
- 5 HWO-KM
- 6 PHWO-KM
- 7 DMKM/PFS, Ir. B. v.d. Ploeg
- 8 DMKL/T & WO, Ir. J.B.J. Orbons
- 9 DMKLu/AWO/WO4/Vdg. M. Jehee
- 10 DMKM/WCS/COSPON, Drs. W. Pelt
- 11/13 TDCK
- 14 Hoofddirecteur DO-TNO
- 15 Lid Instituuts Advies Raad PML.
Prof. drs. P.J. van den Berg
- 16 Lid Instituuts Advies Raad PML.
Prof. ir. M.A.W. Scheffelaar
- 17 Lid Instituuts Advies Raad PML.
Prof. ir. H. Wittenberg
- 18 PML-TNO, Directeur; daarna reserve
- 19 PML-TNO, Directeur Programma; daarna reserve
- 20 PML-TNO, Pulsfysica, Hoofd
- 21 PML-TNO, Pulsfysica, EML
- 22 PML-TNO, Pulsfysica, PPR
- 23/24 PML-TNO, Pulsfysica, Archief/Documentatie
- 25 PML-TNO, Documentatie
- 26 PML-TNO, Archief